

# 测试电路

曹继松 韩德苏 编

上海交通大学出版社

1N707  
C-3

# 测 试 电 路

曹继松 韩德苏 编

上海交通大学出版社

(沪)新登字 205 号

### 内 容 简 介

本书以集成电路为主,系统地介绍了在测量系统中常用的信号放大电路,RC 有源滤波电路,模拟乘法器的原理及其应用,信号运算、辨向、变换电路,锁相环路,非线性补偿及量程自动切换电路,采样/保持电路,模/数、数/模转换及微机接口电路,抗干扰技术等。作者着重介绍各种信号加工处理电路的原理和应用,并给出了应用实例。

本书可作为高等院校测试技术及仪器专业的教材或教学参考书,也可供从事检测、过程控制方面的工程技术人员参考。

测试电路

### 测 试 电 路

出版:上海交通大学出版社

(上海市华山路 1954 号 邮政编码: 200030)

发行:新华书店上海发行所

印刷:立信常熟印刷联营厂

开本: 787×1092 (毫米) 1/16

印张: 15 字数: 367,000

版次: 1995年5月 第1版

印次: 1995年6月 第1次

印数: 1—1,400

ISBN 7-313-01469-4/TN·060

定价: 8.80 元

## 前 言

根据社会对技术人才的需求,1988年上海交通大学成立了“测试技术及仪器”新专业。“测试电路”是该专业的一门专业基础课。

本教材是在原教学讲义的基础上,通过充实、整理、提高编写而成的。众所周知,来自传感器的信号往往不能满足后续电路的要求,不能用来直接推动各种显示、记录设备工作,也不能直接送计算机进行数据处理,这就要求将传感器输出的信号进行放大、变换、运算、相位鉴别、模数转换、数模转换、非线性校正及自动增益控制等加工处理。目前,介绍传感器技术和通用电子技术的书籍很多,而系统地、全面地介绍测试系统中信号加工处理的接口电路较少。编写此书的目的,除了满足专业教学要求之外,就是想在这方面作些尝试。

本书内容包括信号放大电路、有源滤波电路、模拟乘法器的原理及应用、信号运算、辨向和变换电路、锁相环路、非线性补偿及量程自动切换电路,采样/保持电路,模/数及数/模转换电路和抗干扰技术等九章。编写中侧重介绍各种集成电路,文字说明力求简洁、通俗、易读,并给出了应用实例。编者希望本书的出版能对从事检测技术和过程控制的技术人员有所启迪。

本书由曹继松主编,并编写了第1章到第6章以及第9章。第7章和第8章由韩德苏编写。在本书编写过程中得到了仪器工程系测试技术及仪器专业有关老师的帮助,在此表示谢意。

限于编者水平,不妥之处敬请读者批评指正。

编者

1994.10

# 目 录

<b>第1章 放大器</b> .....	1
1.1 仪用放大器 .....	1
1.1.1 三运放组成的仪用放大器 .....	1
1.1.2 带自举电路的仪用放大器 .....	3
1.1.3 可编程增益仪用放大器 .....	4
1.1.4 单片集成仪用放大器 .....	6
1.2 隔离放大器 .....	11
1.2.1 磁隔离放大器 .....	11
1.2.2 光隔离放大器 .....	13
1.3 电荷放大器 .....	15
1.4 电桥放大器 .....	17
1.4.1 简单电桥放大器 .....	17
1.4.2 差动输入式电桥放大器 .....	17
1.4.3 电源浮置的电桥放大器 .....	18
1.4.4 具有良好线性的电桥放大器 .....	18
1.5 非线性函数放大器 .....	19
1.5.1 渐减函数放大器 .....	19
1.5.2 渐增函数放大器 .....	20
1.5.3 对数放大器 .....	21
1.6 功率放大器 .....	22
1.6.1 SF404 集成功率驱动器 .....	22
1.6.2 OPA501 集成功率运算放大器 .....	24
<b>第2章 RC有源滤波器</b> .....	26
2.1 RC有源滤波器的基础知识 .....	26
2.1.1 滤波器的种类 .....	26
2.1.2 滤波器的特性参数 .....	27
2.1.3 滤波器原理 .....	28
2.2 二阶 RC 有源滤波器 .....	29
2.2.1 二阶 RC 有源低通滤波器的组成方法 .....	29
2.2.2 二阶 RC 有源低通滤波器的设计方法 .....	31
2.2.3 二阶 RC 有源高通滤波器的组成方法 .....	34
2.2.4 二阶 RC 有源高通滤波器的设计方法 .....	35
2.2.5 二阶 RC 有源带通滤波器的组成方法 .....	36
2.2.6 二阶 RC 有源带通滤波器的设计方法 .....	38

2.2.7	二阶 RC 有源带阻滤波器的组成方法	39
2.2.8	二阶 RC 有源带阻滤波器的设计方法	41
2.3	移相滤波器	43
2.3.1	一阶移相滤波器	43
2.3.2	二阶移相滤波器	44
2.3.3	二阶移相滤波器的设计	45
2.4	压控和数控滤波器	45
2.4.1	压控滤波器	45
2.4.2	数控滤波器	45
<b>第三章</b>	<b>模拟乘法器的原理及应用</b>	<b>43</b>
3.1	变跨导模拟乘法器的原理	43
3.1.1	模拟乘法器的基本电路	43
3.1.2	具有非线性补偿的四象限模拟乘法器	50
3.2	单片集成模拟乘法器 BG314 简介	53
3.3	模拟乘法器的应用	56
3.3.1	基本运算电路	56
3.3.2	函数发生器	57
3.3.3	非线性校正	60
3.3.4	调制与解调	62
3.3.5	其他应用	67
<b>第四章</b>	<b>信号运算、辨向和变换电路</b>	<b>69</b>
4.1	信号运算电路	69
4.1.1	比例运算电路	69
4.1.2	加法、减法和加、减混合运算电路	70
4.1.3	积分、微分、比例积分、比例微分和比例积分微分运算电路	71
4.1.4	绝对值、平均值、峰值、有效值运算电路	76
4.1.5	对数、指数和乘除运算电路	79
4.2	辨向电路	83
4.2.1	差动整流电路和相敏检波电路	83
4.2.2	触发器型辨向电路	90
4.2.3	其他辨向电路	93
4.3	信号变换电路	96
4.3.1	电压/电流变换电路	96
4.3.2	电压/频率变换电路	101
<b>第五章</b>	<b>锁相环路</b>	<b>102</b>
5.1	锁相环的工作原理	102
5.1.1	锁相环路组成部件的描述	102
5.1.2	锁相环的工作原理	109
5.2	锁相环路模型和环路基本方程	109

5.3	一阶锁相环路的工作过程	111
5.3.1	一阶锁相环路的捕捉过程	111
5.3.2	一阶锁相环路的频率牵引	113
5.3.3	一阶锁相环路的线性跟踪性能	113
5.4	数字锁相环	116
5.4.1	全数字锁相环的组成	116
5.4.2	全数字锁相环的组成部件	115
5.4.3	全数字锁相环的工作过程	124
5.5	集成锁相环及其应用	124
5.5.1	5G4046 的结构和工作原理	124
5.5.2	5G4046 的典型应用	125
<b>第6章</b>	<b>非线性补偿和量程自动切换</b>	<b>129</b>
6.1	非线性补偿	129
6.1.1	模拟非线性补偿法	129
6.1.2	非线性A/D转换器实现非线性补偿	131
6.1.3	数字非线性补偿法	134
6.1.4	计算机软件非线性补偿法	135
6.2	量程自动切换	135
6.2.1	模拟比较法量程自动切换电路	136
6.2.2	利用A/D转换器的 OR、UR 信号实现量程自动切换	138
6.2.3	微机控制的量程自动切换电路	141
<b>第7章</b>	<b>采样/保持电路</b>	<b>143</b>
7.1	采样定理	143
7.2	模拟开关	144
7.2.1	结型场效应管模拟开关	144
7.2.2	CMOS 模拟开关	144
7.2.3	集成多路模拟开关	145
7.2.4	光电耦合器件开关	143
7.3	采样/保持电路	148
7.3.1	采样/保持电路的必要性	148
7.3.2	采样/保持电路的构成及主要参数	149
7.3.3	常用的采样/保持电路	150
<b>第8章</b>	<b>信号转换电路</b>	<b>155</b>
8.1	概述	155
8.1.1	数字量信号的生成	155
8.1.2	常用的数制与编码	156
8.2	D/A 转换技术	159
8.2.1	D/A 转换器的基本组成和工作原理	130
8.2.2	D/A 转换器的主要性能指标	162

8.2.3 单片集成 D/A 转换器及其应用 .....	166
8.3 A/D转换技术.....	178
8.3.1 直接A/D转换器.....	178
8.3.2 间接 A/D 转换器 .....	184
8.3.3 单片集成 A/D 转换器及其应用 .....	191
<b>第9章 抗干扰技术 .....</b>	<b>215</b>
9.1 干扰的来源与分类.....	215
9.1.1 干扰源.....	215
9.1.2 干扰的分类.....	217
9.2 干扰的传播途径.....	213
9.2.1 静电耦合.....	213
9.2.2 电磁耦合.....	218
9.2.3 共阻抗耦合.....	219
9.2.4 漏电流耦合.....	220
9.2.5 电磁辐射.....	220
9.3 抗干扰措施.....	221
9.3.1 接地技术.....	221
9.3.2 屏蔽技术.....	223
9.3.3 电源退耦、滤波技术 .....	224
9.3.4 隔离技术.....	225
9.3.5 平衡技术.....	226
9.3.6 软件抗干扰技术.....	227
<b>参考文献 .....</b>	<b>229</b>



# 第1章 放大器

测试系统中,由传感器变换来的电信号通常是十分微弱的,一般在毫伏(mV)数量级,有些甚至小到微伏( $\mu\text{V}$ )级。若要显示、记录或送计算机处理这种电信号,必须先进行放大,故放大器是测试系统中不可缺少的重要环节。

随着线性集成电路的发展,用分立元件组装成的放大器已很少使用。因此,本章主要介绍以集成运放为基础的各类放大器。

## 1.1 仪用放大器

仪用放大器又称测量放大器,具有很高的共模抑制比和很高的输入阻抗。在需要高共模抑制比的场合,一般都选用仪用放大器。

仪用放大器可以用三个集成运放组装而成,还有各种类型的单片仪用放大器可供直接选用。

### 1.1.1 三运放组成的仪用放大器

用三个集成运放组成的仪用放大器如图1-1所示,它由两级放大器组成,第一级是由集成运放 $A_1$ 、 $A_2$ 和电阻 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 组成的同相输入式并联差动放大器,具有非常高的输入阻抗。第二级是由集成运放 $A_3$ 和电阻 $R_4$ 、 $R_5$ 、 $R_6$ 、 $R_7$ 组成的减法器,它将双端输入变为单端输出,以适应后级电路的要求。仪用放大器的这种电路结构,使其具有很高的共模抑制比。

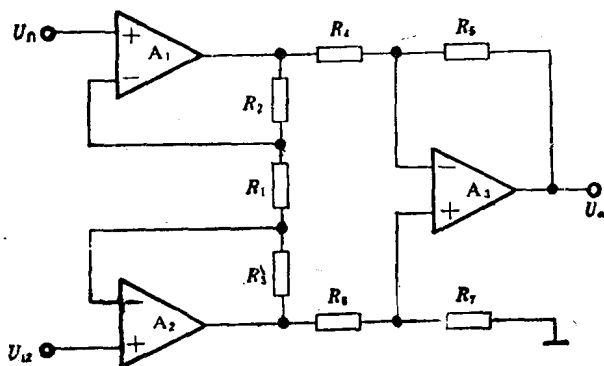


图1-1 三运放组装成的仪用放大器

放大器的共模抑制比是影响放大器灵敏度的重要因素之一。例如一个共模抑制比为80dB的放大器,如果输入端存在着0.1V的共模干扰,则该放大器就不能用来放大 $\mu\text{V}$ 级的差模信

号了。这是因为  $0.1V$  的共模干扰作用于该放大器时, 其等效输入差模误差达  $10\mu V$ 。若能将该放大器的共模抑制比提高到  $120dB$ , 则对于相同的共模干扰, 其等效输入差模误差仅为  $0.1\mu V$ , 这样, 该放大器就能放大  $\mu V$  级的差模小信号了。由此可见, 提高放大器的共模抑制比是至关重要的。以下分两种情况讨论仪用放大器的共模抑制比。

### 1. 理想情况

在理想情况下, 即假设集成运放  $A_1, A_2, A_3$  都具有理想运放的特性, 电阻  $R_4 = R_5 = R_6 = R_7$  时, 图 1-1 电路的输出电压  $U_o$  可由式 1-1 确定。

$$U_o = -\left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1}\right)(U_{i1} - U_{i2}) \quad (1-1)$$

由式 1-1 可见 图 1-1 电路对差模信号的增益为  $1 + (R_2 + R_3)/R_1$ , 对共模信号的增益为零 即电路的共模抑制比趋于无穷大。至于电阻  $R_2$  和  $R_3$  是否对称, 则对电路的共模抑制比没有任何影响。但在一般设计中, 常取  $R_2 = R_3$ 。则式 1-1 变为

$$U_o = -\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(U_{i1} - U_{i2}) \quad (1-2)$$

同时可见 改变电阻  $R_1$  不影响放大器的共模抑制比, 但却可以十分方便地调节放大器的差模增益。

### 2. 实际情况

实际上, 集成运放  $A_1, A_2, A_3$  的共模抑制比都是有限的, 加之外接电阻  $R_4, R_5, R_6, R_7$  匹配精度的制约, 图 1-1 电路的共模抑制比不可能趋于无穷大。但是, 通过正确选择元件参数, 可以充分发挥仪用放大器高共模抑制比的特点。

考虑上述制约因素后, 仪用放大器的共模抑制比  $CMRR$  可由式 1-3 确定。

$$CMRR = \frac{A_{d1} \times CMRR_{11} \times CMRR_{12}}{A_{d1} \times CMRR_{11} + CMRR_{12}} \quad (1-3)$$

式中:  $A_{d1} = 1 + 2R_2/R_1$  为第一级放大器的差模增益,  $CMRR_{11}$  为第一级放大器的共模抑制比,  $CMRR_{12}$  为第二级放大器的共模抑制比。

由式 1-3 可见, 仪用放大器的  $CMRR$  与  $CMRR_{11}, CMRR_{12}, A_{d1}$  有关,  $CMRR_{11}$  以及  $A_{d1} \times CMRR_{12}$  越大, 则仪用放大器的  $CMRR$  也越大。

仪用放大器第一级放大器的共模抑制比  $CMRR_{11}$  由式 1-4 确定。

$$CMRR_{11} = \frac{CMRR_{11} \times CMRR_{12}}{|CMRR_{11} - CMRR_{12}|} \quad (1-4)$$

式中:  $CMRR_{11}$  为  $A_1$  的共模抑制比,  $CMRR_{12}$  为  $A_2$  的共模抑制比。

由式 1-4 可见,  $CMRR_{11}$  与  $CMRR_{11}, CMRR_{12}$  的匹配程度有关, 为了提高  $CMRR_{11}$ , 应精心挑选  $A_1$  和  $A_2$ , 使  $CMRR_{11}$  尽可能与  $CMRR_{12}$  匹配。

仪用放大器第二级放大器的共模抑制比  $CMRR_{12}$  由式 1-5 确定。

$$CMRR_{12} = \frac{CMRR_R \times CMRR_3}{CMRR_R + CMRR_3} \quad (1-5)$$

式中:  $CMRR_3$  为  $A_3$  的共模抑制比,  $CMRR_R$  为由电阻  $R_4, R_5, R_6, R_7$  失配引起的共模抑制比。

由式 1-5 可见  $CMRR_{12}$  取决于  $CMRR_3$  和  $CMRR_R$ 。  $CMRR_3$  与  $CMRR_R$  对  $CMRR_{12}$

的作用相当于两个电阻并联的计算关系，因此  $CMRR_I$  小于  $CMRR_S$  和  $CMRR_R$  中小的一个。

若选用高精度的集成运放作为  $A_3$ ，则  $CMRR_S > 110\text{dB}$  是容易做到的。而  $CMRR_R$  不可能很高，这是因为使  $R_4, R_5, R_6, R_7$  严格匹配是件十分困难的事情。若四个电阻的相对误差能达到  $0.01\%$ ，则  $CMRR_R$  也只能作到  $80\text{dB}$  左右。因此， $CMRR_I$  主要由电阻匹配程度来决定。

从上分析可知，要提高仪用放大器的  $CMRR$ ，一是要精心挑选集成运放  $A_1$  和  $A_2$ ，使  $CMRR_1$  和  $CMRR_2$  尽可能一致，二者之差最好能小于  $0.5\text{dB}$ ；二是用精密电桥测试、挑选电阻，并经过严格老化处理，使第二级的四个外接电阻  $R_4, R_5, R_6, R_7$  尽可能匹配，最好使其电阻相对误差小于  $0.01\%$ 。

### 1.1.2 带自举电路的仪用放大器

前一小节已指出，为了使仪用放大器有较高的共模抑制比，对组成仪用放大器的每个集成运放的共模抑制比和外接电阻的匹配精度都提出了苛刻要求。为了降低这方面的要求，同时又能使仪用放大器具有较高的共模抑制比，可采用图 1-2 所示的带共模自举电路的仪用放大器。

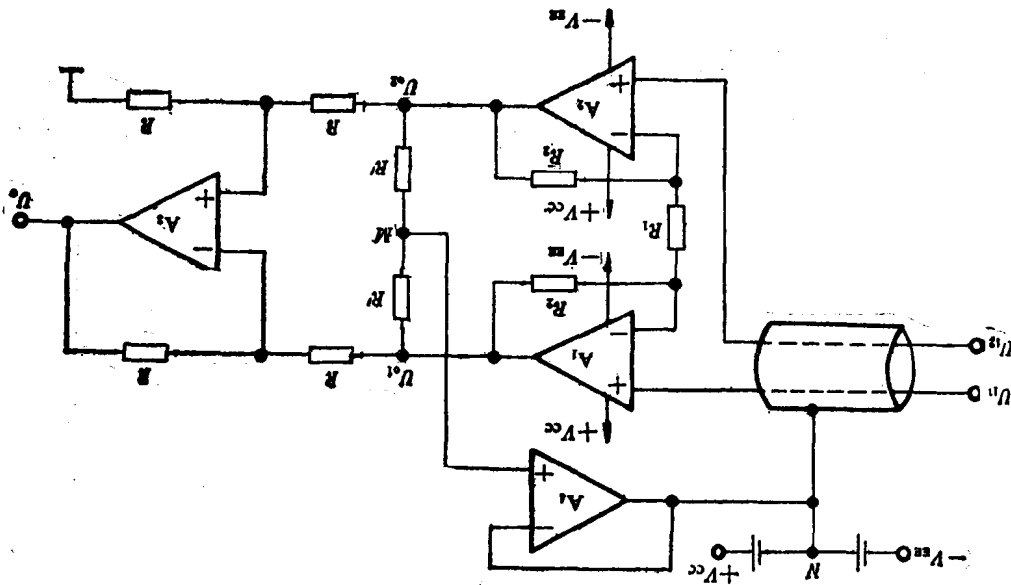


图1-2 带共模自举电路的仪用放大器

与图 1-1 不同之处在于，图 1-2 中的集成运放  $A_1, A_2$  改用一组浮置（不共地）电源（ $\pm V_{CC}$ ）供电。由图可见，浮置电源公共端  $N$  点的电位与输入共模电压  $U_{IC}$  相同，即  $U_N = U_M = (U_{o1} + U_{o2})/2 = (U_{i1} + U_{i2})/2 = U_{IC}$ 。因此，对于运放  $A_1, A_2$  来说，输入共模电压相当于零，从而有效地消除了共模干扰的影响。

这种带共模自举电路的仪用放大器 即是集成运放的共模抑制比和电阻的匹配精度都不是很高时，仍可获得高达  $120\text{dB}$  以上的共模抑制比。

图 1-2 所示的仪用放大器，还能有效地解决由于电缆分布电容等不平衡因素造成的交流

共模干扰问题。

在测试系统中,有时信号源或传感器与仪用放大器之间常有一段相当长的距离,它们之间是通过长电缆相连接的。若采用图 1-1 所示的仪用放大器,电缆的屏蔽层一般是接地的。这样电缆的两条芯线与屏蔽层之间便形成了两个分布电容  $C_1$  和  $C_2$ , 设  $C_1$  和  $C_2$  中也包含了放大器的输入电容;两条芯线也存在着电阻,用  $R_{s1}$  和  $R_{s2}$  表示,设  $R_{s1}$  和  $R_{s2}$  中也包含了信号源内阻。于是  $C_1$ 、 $R_{s1}$  和  $C_2$ 、 $R_{s2}$  在仪用放大器输入端形成了两个 RC 分压器,如图 1-3 所示。若  $R_{s1}C_1 \neq R_{s2}C_2$ , 则交流共模干扰便会在仪用放大器的两个输入端之间形成差模误差信号,

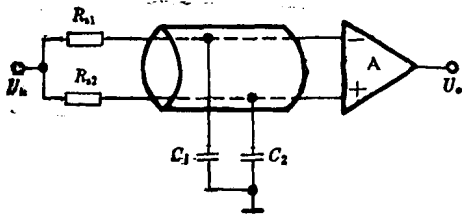


图 1-3 分布参数对 CMRR 的影响

仪用放大器的输出信号中就会出现共模误差电压,降低了放大器的共模抑制能力。

如果采用图 1-2 所示的仪用放大器,此时电缆的屏蔽层不接地,而是接到图中的  $N$  点。这样电缆屏蔽层上的电压就能跟踪输入共模电压的变化,两条芯线与屏蔽层之间就没有共模电位差存在,较好地解决了长线传输时交流共模干扰的问题。

实践证明,仪用放大器中加了共模自举电路之后,在相同的差模增益时,可使电路的共模抑制比提高 20~40dB。

### 1.1.3 可编程增益仪用放大器

在多路模拟量输入的微机控制测试系统和智能仪表中,为了简化硬件设计,节省硬件开

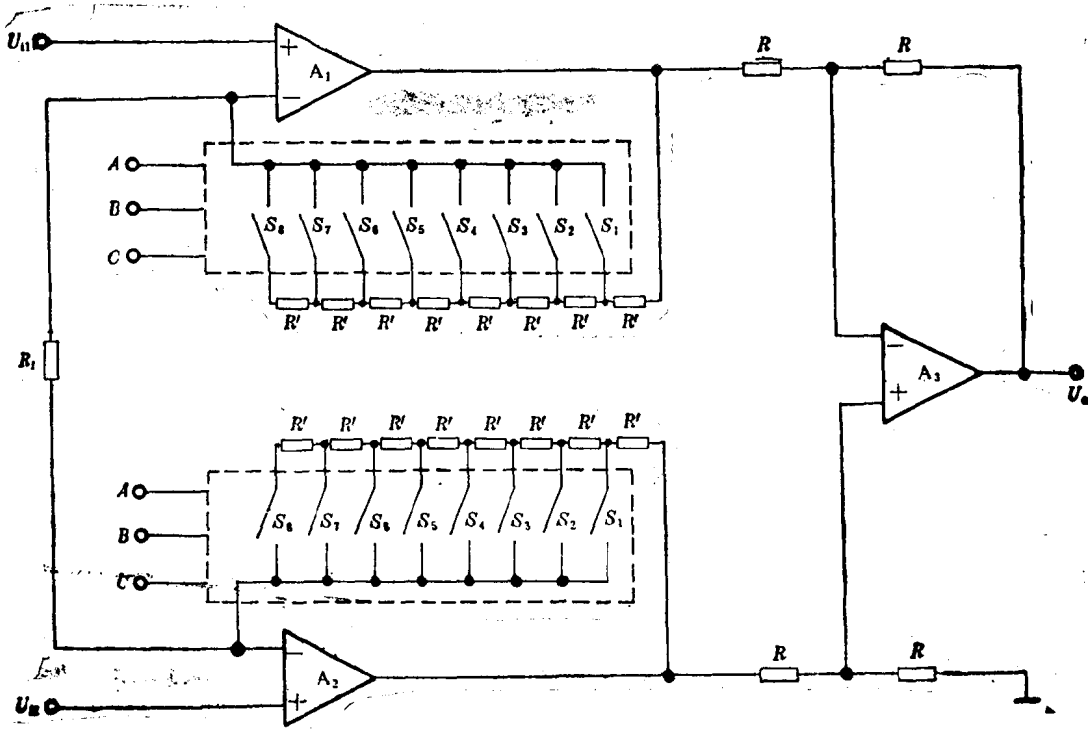


图 1-4 可编程增益仪用放大器

支,常共用一个仪用放大器。输入到仪用放大器的各路模拟量的大小是不同的,但要求放大后的电压尽可能与后续的模数转换器的输入电压范围相匹配,以充分发挥模数转换器的精度,这就要求仪用放大器的增益随输入信号的大小而变化,为此,可采用可编程增益仪用放大器。

### 1. 原理电路

可编程增益仪用放大器的原理电路如图 1-4 所示。

微型计算机(图1-4中未画出)根据输入模拟量的大小,送出相应的二进制代码到多路开关 CD4051 的数据输入端 A、B、C,使  $S_1 \sim S_8$  中的某一个开关闭合,接入相应的反馈电阻,从而实现程控增益的目的。

例如,当 ABC 为 000 时,开关  $S_1$  闭合,此时放大器的增益  $A_d = -[1 + (2R'/R_1)]$ ; 当 ABC 为 001 时,开关  $S_2$  闭合,则  $A_d = -[1 + (4R'/R_1)]$ 。

由于集成模拟开关 CD4051 有 8 个开关,所以图 1-4 电路可给出 8 档增益。

### 2. 增益和增益间隔均可程控的仪用放大器

图 1-4 的程控增益仪用放大器只有 8 档增益,增益分档少,而且增益间隔也不可调,难以实现多路模拟量均能与模数转换器的量程有良好匹配的要求。

一种增益和增益间隔都可通过微机通过程序灵活设定的仪用放大器如图 1-5 所示。若用等效电阻  $R_1$  代替图中虚线框内的电阻网络,用等效电阻  $R_3$  代替图中点划线框内的电阻网络,则图 1-5 电路的差模增益  $A_d$  可由式 1-6 确定。

$$A_d = -\left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \quad (1-6)$$

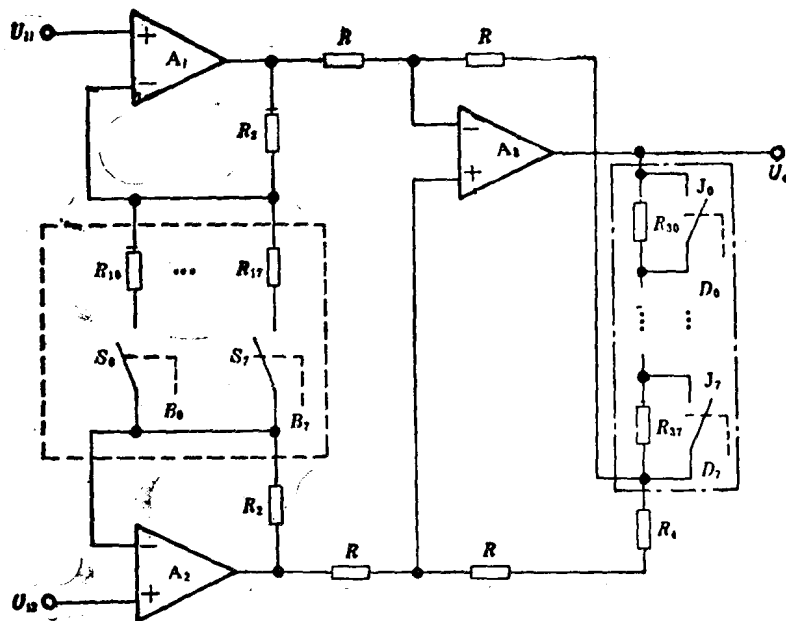


图1-5 增益和增益间隔均可程控的仪用放大器

分析图 1-5 中虚线框内的电阻网络可求出等效电阻  $R_1$ 。框中的电阻网络由几个分电阻  $R_i (i = 0, 1, \dots, n-1)$  并联构成,分电阻是否并入电阻网络,取决于微机提供的二进制代

码 $B_i$ 。 $B_i=1$ ,开关 $S_i$ 闭合, $R_{1i}$ 并入, $B_i=0$ ,开关 $S_i$ 断开, $R_{1i}$ 被切除。因此,等效电阻 $R_1$ 和各分电阻 $R_{1i}$ 之间的关系可由式1-7确定。

$$\frac{1}{R_1} = \sum_{i=0}^{n-1} \left( \frac{B_i}{R_{1i}} \right) \quad (1-7)$$

若取

$$R_{1i} = \frac{2}{2^i} R_2 (i=0,1,\dots,n-1) \quad (1-8)$$

则

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{2R_2} \sum_{i=0}^{n-1} (B_i \times 2^i) = \frac{1}{2R_2} B \quad (1-9)$$

式中： $B = \sum_{i=0}^{n-1} (B_i \times 2^i)$

若将式1-9代入式1-6,则有

$$A_d = - \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) (1 + B) \quad (1-10)$$

上式表明,当电阻 $R_3$ 和 $R_4$ 固定时,放大器的差模增益 $A_d$ 取决于 $B$ ,程控 $B$ 则可程控放大器的增益。而增益间隔取决于 $\left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right)$ ,若 $R_3 = R_4$ ,则增益间隔为2。

为了实现程控增益间隔的目的,电阻 $R_3$ 是由图1-5中点划线框内的电阻网络组成的。框中的电阻网络是由几个分电阻 $R_{3i}(i=0,1,\dots,n-1)$ 串联构成的,分电阻是否串入,取决于微机提供的二进制代码 $D_i$ 。 $D_i=1$ ,开关 $J_i$ 断开, $R_{3i}$ 串入; $D_i=0$ ,开关 $J_i$ 闭合, $R_{3i}$ 被短接。因此等效电阻 $R_3$ 与各分电阻 $R_{3i}$ 之间的关系可由下式确定。

$$R_3 = \sum_{i=0}^{n-1} (R_{3i} \times D_i) \quad (1-11)$$

若取

$$R_{3i} = 2^i \times R_4 (i=0,1,\dots,n-1) \quad (1-12)$$

则

$$R_3 = R_4 \sum_{i=0}^{n-1} (2^i \times D_i) = R_4 \times D \quad (1-13)$$

式中:

$$D = \sum_{i=0}^{n-1} (2^i \times D_i) \quad (1-14)$$

若把式1-13代入式1-10,则有

$$A_d = - (1 + D) (1 + B) \quad (1-15)$$

由上式可见,通过微机程控 $B$ ,可程控放大器的增益;程控 $D$ ,可程控增益间隔。

#### 1.1.4 单片集成仪用放大器

随着大规模集成技术的发展,国内外的厂商纷纷推出性能更加优良的单片集成仪用放大器。

单片集成仪用放大器把有源器件和无源元件同时置于一块芯片上,使其具有优良的温度

特性；片内的电阻网络利用激光微调工艺进行修正，使其非常匹配，保证放大器具有很高的共模抑制比；放大器的增益可通过改变芯片外引脚的互连或由用户选择外接电阻进行调节，增益的精度和温度系数完全取决于用户外接的电阻。正因如此，单片集成仪用放大器更能满足测试系统的要求。这里以美国 AD 公司的几种产品为例介绍单片集成仪用放大器的特点和应用。

### 1. AD626

AD626 的引脚排列如图 1-6 所示。

6脚和3脚分别是正电源端和负电源端。AD626可在双电源下工作，也可在单电源下工作。双电源供电时，电源电压的范围为 $\pm 1.2 \sim \pm 6V$ 。单电源供电时，若把负电源端与模拟地(2脚)短接，则正电源的范围为 $2.4 \sim 10V$ 。AD626在用3V单电源供电时，其功耗可减小60%。

8脚和1脚分别是信号正输入端和信号负输入端；5脚是信号输出端；2脚是模拟接地端。

4脚是外接滤波电容端。AD626片内带有一个一阶的有源低通滤波器，其截止频率 $f_p$ ，取决于4脚的外接电容 $C_f$ ， $f_p$ 和 $C_f$ 之间的关系由下式确定。

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_f \times 10^5} (\text{Hz})$$

7脚是外接增益电阻端。AD626的增益G取决于7脚的外接电阻，它们之间的关系如表1-1所示。

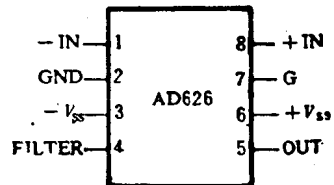


图 1-6 AD626引脚图

表 1-1 增益与外接电阻的关系

增益或增益范围	$R_H(k\Omega)$	$R_G(k\Omega)$
10	$\infty$	$\infty$
11~20	4.99	100
20~40	0.807	10
40~80	0.080	1
80~99	0.002	0.1
100	0	0

AD626 的主要性能指标如表 1-2 所示。

表 1-2 AD626的技术参数

参数名称	单 位	单电源(5V)		双电源( $\pm 5V$ )	
		AD626A	AD626B	AD626A	AD626B
增益精度 $G=10$ $G=100$	%	0.04	0.2	0.2	0.1
	%	0.1	0.5	0.25	0.15
增益线性度 $G=10$ $G=100$	%	0.014	0.014	0.045	0.045
	%	0.014	0.014	0.045	0.045
输入失调电压	mV	1.9	1.9	0.05	0.05
共模电压范围	V	24	24	26.5	26.5
噪声 $V_{p-p}$	$\mu V_{p-p}$	2	2	2	2
-3dB带宽	kHz	100	100	100	100

AD626 在仪器仪表、系统控制、航空等方面有着广泛的应用，图 1-7 是 AD626 用作电桥放大器时的典型接法。

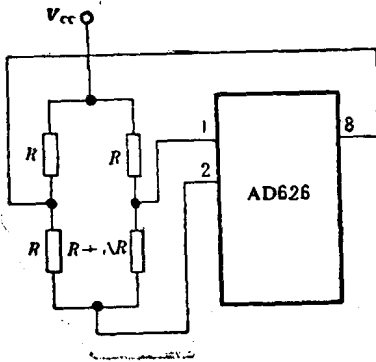


图1-7 AD626的典型应用

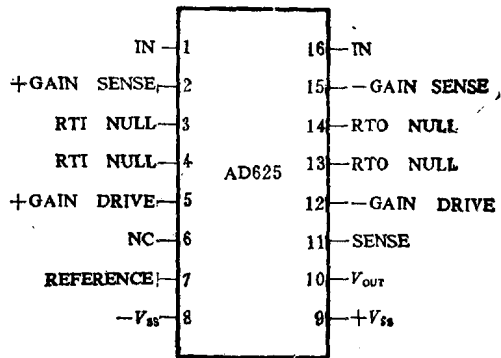


图1-8 AD625引脚图

## 2. AD625

AD625 是一种增益可编程的精密的单片集成仪用放大器。其引脚排列如图 1-8 所示。

9 脚和 8 脚分别为正电源端和负电源端；1 脚和 16 脚是信号输入端，1 脚为正输入端，-16 脚为负输入端；2 脚和 15 脚分别是正增益检测端和负增益检测端，其间串接增益电阻  $R_G$ ；5 脚和 12 脚分别为正增益驱动端和负增益驱动端，5 脚和 2 脚之间以及 12 脚和 15 脚之间应分别串接反馈电阻  $R_{f1}$  和  $R_{f2}$ ，一般情况下可选择  $R_{f1} = R_{f2} = R_f$ ；3 脚和 4 脚为输入电压失调调零端；13 脚和 14 脚为输出电压失调调零端；7 脚为输出基准端，通过该端可为输出电压提供基准偏置电压；10 脚为输出端；11 脚为输出检测端，在一般应用中总和 10 脚相连；6 脚为空脚。

AD625 的主要技术参数如表 1-3 所示。

表 1-3 AD625 的技术参数

参数名称	单位	性能指标
增益精度	%	0.02
增益线性度	%	0.005
共模抑制比	dB	120
输入失调电压	$\mu\text{V}$	25
增益带宽	MHz	25
噪声	$\mu\text{V}_{p-p}$	0.2
温度漂移	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	0.25

AD625 有两种工作模式：

(1) 电阻编程模式：工作在这种模式下的电路如图 1-9 所示。放大器的增益是利用外接电阻  $R_G$  和  $R_f$  进行调节的，它们之间的关系由下式确定。

$$A_d = \left( 1 + \frac{2R_f}{R_G} \right)$$



增益的精度和温度系数完全由外接电阻决定,因此3个外接电阻应选择精度高,稳定性好的金属膜电阻。

根据实验结果,外接电阻  $R_f$  拟选用  $20\text{k}\Omega$  电阻为宜,特别是把 AD625 用作单位增益放大器时,  $R_f$  必须为  $20\text{k}\Omega$ 。当增益大于1时,  $R_f$  可在  $10\sim 30\text{k}\Omega$  之间选择。

对于电阻编程模式,仅需要输入调零。

(2) 软件编程模式:工作在这种模式下的电路如图1-10所示。放大器的增益是利用软件编程进行调节的。图中 CD4052 是一个双四路 CMOS 模拟开关,微机送出的数字信号控制 CD4052 的数据输入端  $A_0$  和  $A_1$ ,可同步切换模拟开关,改变  $R_G$  和  $R_f$  的值,从而达到利用软件编程控制增益的目的。例如当  $A_1A_0$  为 01 时,开关  $S_1$  和  $S'_1$  闭合,其余均断开,则  $R_f = 15.6\text{k}\Omega$   $R_G = (3.9 + 0.975) \times 2 + 0.65 = 10.4\text{k}\Omega$ ,所以差模增益  $A_d = 1 + 2R_f/R_G = 4$ 。

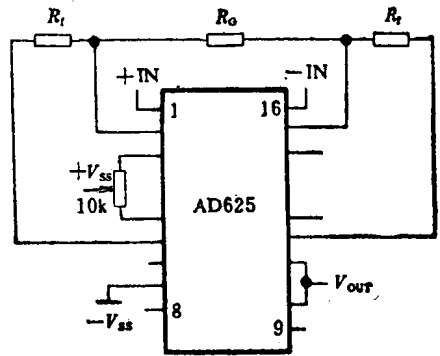


图1-9 AD625电阻编程模式

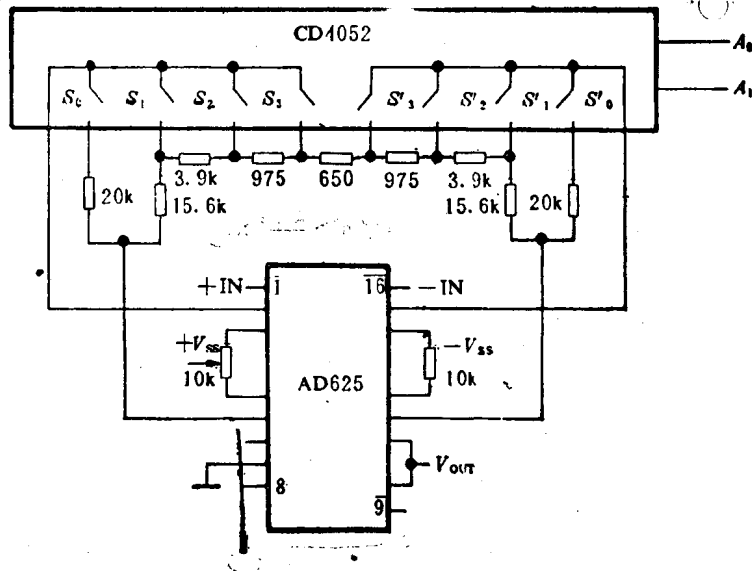


图1-10 AD625软件编程模式

AD625 中由于采用了增益驱动端和增益检测端,使得多路开关的导通电阻从信号电流支路移出,从而较好地解决了模拟开关导通电阻对增益的影响。

### 3. AD624

AD624 是一个高精度、低噪声的单片集成仪用放大器 其引脚排列如图1-11所示。

2脚和1脚分别是信号正输入端和负输入端,4脚和5脚是输入调零端,14脚和15脚是输出调零端,输入调零和输出调零是完全独立的,通过调零可减小失调电压对增益的影响,8脚和7脚分别是正电源端和负电源端,6脚是参考端,可实现输出电平移动,9脚是输出端,10脚是检测端,在一般应用中,10脚与9脚短接。在需要长线传输时,可以利用检测端和参考端消除线路误差,产生精密输出电压。线路连接如图1-12所示。图中 XI 为输出电流